

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2003-52193

(P2003-52193A)

(43) 公開日 平成15年2月21日 (2003.2.21)

(51) Int.Cl.⁷

識別記号

F I

テームコード* (参考)

H 0 2 P 6/16
21/00

H 0 2 P 6/02
5/408

3 2 1 N 5 H 5 6 0
C 5 H 5 7 6

審査請求 未請求 請求項の数14 O L (全 10 頁)

(21) 出願番号 特願2001-238060(P2001-238060)

(22) 出願日 平成13年8月6日 (2001.8.6)

(71) 出願人 000006622

株式会社安川電機

福岡県北九州市八幡西区黒崎城石2番1号

(72) 発明者 メンゲシヤ マモ ヲガリ

福岡県北九州市八幡西区黒崎城石2番1号

株式会社安川電機内

(72) 発明者 井手 耕三

福岡県北九州市八幡西区黒崎城石2番1号

株式会社安川電機内

(74) 代理人 100105647

弁理士 小栗 昌平 (外4名)

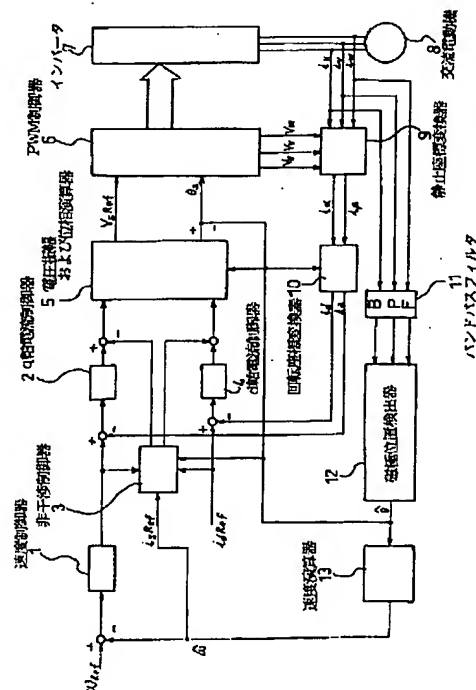
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 電動機の磁極位置検出方法および磁極位置検出装置とそれを用いた電動機制御装置

(57) 【要約】

【課題】 インバータ出力高調波、キャリア周波数成分等の高周波電流を利用して簡単、確実に磁極位置を検出できる方法を提供する。

【解決手段】 電圧形PWMインバータでUV、VW、WUの二相間で任意の位相差を持たせる手段6によってインバータ7の出力周波数以外の任意の高周波をモータ入力電圧あるいは電流に発生させ、モータのU相を α 軸とし、90度直交する軸を β 軸とする二相の静止座標系に変換し、 α 軸、 β 軸において任意の高周波成分の電流を検出し、更に二相の静止座標系から45度位相を移動した座標系の α' 軸から45度移動した α' 軸、それに90度直交する軸を β' 軸の二相の静止座標系に変換し、 α' 軸、 β' 軸で任意の高周波成分の電流を検出し、4つの軸で検出した高周波電流成分を用いて電動機の磁極位置検出12を行う。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 電氣的突極性を有する電動機の磁極位置検出方法において、

電圧形 PWM インバータで UV、VW、WU のようなそれぞれの二相間で任意の位相差を持たせる手段によってインバータの出力周波数以外の任意の高周波をモータ入力電圧あるいは電流に発生させ、モータの三相における U 相を α 軸として、それに 90 度直交する軸を β 軸とする二相の静止座標系に変換し、それぞれ α 軸、 β 軸において前記任意の高周波成分の電流を検出し、同様に前記二相の静止座標系から 45 度位相を移動した座標系、すなわち α 軸から 45 度移動した軸を α' 軸、それに 90 度直交する軸を β' 軸とする二相の静止座標系に変換し、それぞれ α' 軸、 β' 軸において前記任意の高周波成分の電流を検出し、前記 4 つの軸において検出された高周波電流成分を用いて電動機の磁極位置を検出することを特徴とする電動機の磁極位置検出方法。

【請求項 2】 前記 4 つの軸において検出された高周波電流成分からピーク電流を抽出後、ローパスフィルタを通したものの出力を用いて電動機の磁極位置を検出することを特徴とする請求項 1 記載の電動機の磁極位置検出方法。

【請求項 3】 電動機を電圧形 PWM インバータで駆動する制御装置の磁極位置検出装置において、PWM キャリア信号を UVW の三相において UV、VW、WU のようなそれぞれの二相間で任意の位相差を持たせる手段と、それによって発生する高周波電圧と高周波電流を検出電圧あるいは指令電圧と検出電流から抽出する手段と、抽出された高周波電圧と高周波電流を用いて磁極位置を検出する手段を備えたことを特徴とする電動機の磁極位置検出装置。

【請求項 4】 電動機を電圧形 PWM インバータで駆動する制御装置の磁極位置検出装置において、PWM キャリア信号を UVW の三相において UV、VW、WU のようなそれぞれの二相間で任意の位相差を持たせる手段と、それによって発生する高周波電流のみを抽出する手段と、抽出された高周波電流を用いて磁極位置を検出する手段を備えたことを特徴とする電動機の磁極位置検出装置。

【請求項 5】 請求項 4 に記載の電動機の磁極位置検出装置において、前記磁極位置を検出する手段として、請求項 1 に記載の磁極位置検出方法を用いたことを特徴とする電動機の磁極位置検出装置。

【請求項 6】 請求項 4 に記載の電動機の磁極位置検出装置において、前記磁極位置を検出する手段として、請求項 2 に記載の磁極位置検出方法を用いたことを特徴とする磁極位置検出装置。

【請求項 7】 前記任意の位相差を 120 度とし、前記

任意の高周波をインバータキャリア周波数としたことを特徴とする請求項 1 に記載の電動機の磁極位置検出方法。

【請求項 8】 前記任意の位相差を 120 度とし、前記任意の高周波をインバータキャリア周波数としたことを特徴とする請求項 2 に記載の電動機の磁極位置検出方法。

【請求項 9】 前記任意の位相差を 120 度とし、前記任意の高周波をインバータキャリア周波数としたことを特徴とする請求項 3 又は 4 のいずれか 1 項に記載の電動機の磁極位置検出装置。

【請求項 10】 請求項 3 又は 4 のいずれか 1 項に記載の磁極位置検出装置により検出された位置を用いて検出電流を磁極方向分とトルク分に分離し、それぞれをフィードバックして前記磁極方向分とトルク分の電流指令値と比較して各々の偏差がゼロになるように電流制御を実施する電流制御装置を備えたことを特徴とする電動機制御装置。

【請求項 11】 請求項 3 又は 4 のいずれか 1 項に記載の磁極位置検出装置により検出された位置を用いて速度を検出する速度検出装置を備えたことを特徴とする電動機制御装置。

【請求項 12】 請求項 11 に記載の電動機制御装置の速度検出装置に基づいて検出された速度を、指令速度と比較してその偏差をゼロにするように速度制御を実施しトルク指令値あるいはトルク指令に相当する電流指令値を出力する速度制御装置を備えたことを特徴とする電動機制御装置。

【請求項 13】 請求項 3 又は 4 のいずれか 1 項に記載の磁極位置検出装置に基づいて検出された磁極位置を指令位置と比較してその偏差をゼロにするように位置制御を実施し、速度指令値を出力する位置制御装置を備えたことを特徴とする電動機制御装置。

【請求項 14】 請求項 9 に記載の磁極位置検出装置および請求項 10 に記載の電流制御装置を有するトルク制御装置を備えたことを特徴とする電動機制御装置。

【請求項 15】 請求項 9 に記載の磁極位置検出装置、請求項 10 に記載の電流制御装置、請求項 11 に記載の速度検出装置および請求項 12 に記載の速度制御装置を有する速度制御装置を備えたことを特徴とする電動機制御装置。

【請求項 16】 請求項 9 に記載の磁極位置検出装置、請求項 10 に記載の電流制御装置、請求項 11 に記載の速度検出装置、請求項 12 に記載の速度制御装置および請求項 13 に記載の位置制御装置を有する位置制御装置を備えたことを特徴とする電動機制御装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、ゼロ速度を含む低速から磁極位置を精度良く推定し、その推定された磁

極位置に基づいてトルク、および速度を制御する電動機の制御装置に関するものである。

【0002】

【従来の技術】従来の磁極推定方法としては、電学論 D、108 巻 12 号、1988「パラメータ同定機能をもつブラシレス DC モータの適応電流制御法」に報告されているような電動機速度に比例する誘起電圧を電動機入力電圧と電流より演算し、速度を推定する方法が広く用いられている。また、平成 8 年電気学会産業応用部門全国大会 No. 170「センサレス方式による突極形同期モータのゼロ速トルク制御」があり、この手法は電圧指令値に交流信号を重ねし、検出電流を FFT 解析して電動機回転速度と磁極位置を検出する手法である。しかしながら、モータの誘起電圧に基づき回転子速度・位置とを推定する方法では高速域においては十分な精度で動くが、誘起電圧情報の少ない極低速においては正確な推定ができなかった。そこで、駆動周波数に関係しないセンシングのための交流信号をモータに注入し、電圧電流の関係からロータ位置を推定する方法がいくつか提案されている。しかし、センシング信号を注入するためには特別な信号発生器が必要であり、制御が複雑になるといった問題がある。それらと異なる方法としては、電学論 D、118 巻 5 号、1998「突極性に基づく位置推定法を用いた位置センサレス IPM モータ駆動システム」と電学論 D、120 巻 2 号、2000「Carrier Frequency Component Method for Position Sensorless Control of IPM Motor in Lower Speed Range」に報告されているような特別なセンシング信号を注入せずにインバータ出力高調波、あるいはキャリア周波数成分の電流を用いて磁極位置を検出する方法が報告されている。前者は PWM インバータの出力電圧高調波が発生する高周波電流からインダクタンスを演算し、そのインダクタンスに基づいて位置を検出することを特徴としている。後者は、PWM インバータのキャリア信号を UVW の三相におけるそれぞれの二相間で 120 度の位相差を持たせることによって、駆動周波数以外のキャリア周波数成分電圧と電流を発生させ、キャリア周期中の電圧は一定という仮定に基づき、キャリア周波数成分電流のみを用いて位置を検出することを特徴としていた。

【0003】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、インバータ出力高調波、あるいはキャリア周波数成分の高周波電流を利用して磁極位置を検出する方法は、特別なセンシング信号発生器が必要ないというメリットがあるが、キャリア周期内で複数の電流検出を必要とするため、特別な電流検出回路が必要であったり、電流検出のタイミングと位置演算の同期が複雑であることが実用化を難しくしていた。そこで、本発明は、キャリア周波数成分の

高周波電流などを利用して、特別な電流検出回路が必要なく、電流検出のタイミングと位置演算の同期を容易に取ることができる電動機の磁極位置検出方法および磁極位置検出装置とそれを用いた電動機制御装置を提供することを目的としている。

【0004】

【課題を解決するための手段】上記目的を達成するため、請求項 1 に記載の発明は、電気的突極性を有する電動機の磁極位置検出方法において、電圧形 PWM インバータで UV、VW、WU のようなそれぞれの二相間で任意の位相差を持たせる手段によってインバータの出力周波数以外の任意の高周波をモータ入力電圧あるいは電流に発生させ、モータの三相における U 相を α 軸として、それに 90 度直交する軸を β 軸とする二相の静止座標系に変換し、それぞれ α 軸、 β 軸において前記任意の高周波成分の電流を検出し、同様に前記二相の静止座標系から 45 度位相を移動した座標系、すなわち α 軸から 45 度移動した軸を α' 軸、それに 90 度直交する軸を β' 軸とする二相の静止座標系に変換し、それぞれ α' 軸、 β' 軸において前記任意の高周波成分の電流を検出し、前記 4 つの軸において検出された高周波電流成分を用いて電動機の磁極位置を検出することを特徴としている。また、請求項 2 に記載の発明は、請求項 1 記載の電動機の磁極位置検出方法において、前記 4 つの軸において検出された高周波電流成分からピーク電流を抽出後、ローパスフィルタを通したものの出力を用いて電動機の磁極位置を検出することを特徴としている。

【0005】また、請求項 3 に記載の発明は、電動機を電圧形 PWM インバータで駆動する制御装置の磁極位置検出装置において、PWM キャリア信号を UVW の三相において UV、VW、WU のようなそれぞれの二相間で任意の位相差を持たせる手段と、それによって発生する高周波電圧と高周波電流を検出電圧あるいは指令電圧と検出電流から抽出する手段と、抽出された高周波電圧と高周波電流を用いて磁極位置を検出する手段を備えたことを特徴としている。また、請求項 4 に記載の発明は、電動機を電圧形 PWM インバータで駆動する制御装置の磁極位置検出装置において、PWM キャリア信号を UVW の三相において UV、VW、WU のようなそれぞれの二相間で任意の位相差を持たせる手段と、それによって発生する高周波電流のみを抽出する手段と、抽出された高周波電流を用いて磁極位置を検出する手段を備えたことを特徴としている。また、請求項 5 に記載の発明は、請求項 4 に記載の電動機の磁極位置検出装置において、前記磁極位置を検出する手段として、請求項 1 に記載の磁極位置検出方法を用いたことを特徴としている。また、請求項 6 に記載の発明は、請求項 4 に記載の電動機の磁極位置検出装置において、前記磁極位置を検出する手段として、請求項 2 に記載の磁極位置検出方法を用いたことを特徴としている。

【0006】また、請求項7に記載の発明は、前記任意の位相差を120度とし、前記任意の高周波をインバータキャリア周波数としたことを特徴としている。また、請求項8に記載の発明は、前記任意の位相差を120度とし、前記任意の高周波をインバータキャリア周波数としたことを特徴としている。また、請求項9に記載の発明は、前記任意の位相差を120度とし、前記任意の高周波をインバータキャリア周波数としたことを特徴としている。また、請求項10に記載の発明は、請求項3又は4のいずれか1項に記載の磁極位置検出装置により検出された位置を用いて検出電流を磁極方向分とトルク分に分離し、それぞれをフィードバックして前記磁極方向分とトルク分の電流指令値と比較して各々の偏差がゼロになるように電流制御を実施する電流制御装置を備えたことを特徴としている。また、請求項11に記載の発明は、請求項3又は4のいずれか1項に記載の磁極位置検出装置により検出された位置を用いて速度を検出する速度検出装置を備えたことを特徴としている。また、請求項12に記載の発明は、請求項11に記載の電動機制御装置の速度検出装置に基づいて検出された速度を、指令速度と比較してその偏差をゼロにするように速度制御を実施しトルク指令値あるいはトルク指令に相当する電流指令値を出力する速度制御装置を備えたことを特徴としている。また、請求項13に記載の発明は、請求項3又は4のいずれか1項に記載の磁極位置検出装置に基づいて検出された磁極位置を指令位置と比較してその偏差をゼロにするように位置制御を実施し、速度指令値を出力する位置制御装置を備えたことを特徴としている。また、請求項14に記載の発明は、請求項9に記載の磁極位置検出装置および請求項10に記載の電流制御装置を有するトルク制御装置を備えたことを特徴としている。また、請求項15に記載の発明は、請求項9に記載の磁極位置検出装置、請求項10に記載の電流制御装置、請求項11に記載の速度検出装置および請求項12に記載の速度制御装置を有する速度制御装置を備えたことを特徴としている。また、請求項16に記載の発明は、請求項9に記載の磁極位置検出装置、請求項10に記載の電流制御装置、請求項11に記載の速度検出装置、請求項12に記載の速度制御装置および請求項13に記載の位置制御装置を有する位置制御装置を備えたことを特徴としている。

【0007】まず、本発明は、キャリア周波数成分の電流を用いて磁極位置を検出する方法が基本であり、その磁極位置検出の基本原則を説明する。電圧形PWMインバータで駆動される同期電動機のベクトル制御装置において、PWMキャリア信号をUVWの三相においてU、V、W、WUのようなそれぞれの二相間で任意の位相

差を持たせることによって、駆動周波数とは異なる高周波電圧と高周波電流を発生させる。すなわち、PWMのキャリアの周波数とキャリアの位相差を任意に与えることによって、発生する高周波成分の周波数帯を駆動周波数とは異なる周波数に調整することができる。たとえば、位相差を120度とすると、キャリア周波数と同周波の電圧と電流成分が大きく現れることとなる。この場合、高周波電圧は次式のように表せる。

【0008】

【数1】

$$\begin{bmatrix} u_{uh} \\ u_{vh} \\ u_{wh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V \sin(\omega_h t) \\ V \sin(\omega_h t - 2\pi/3) \\ V \sin(\omega_h t + 2\pi/3) \end{bmatrix}$$

ここで、 u_{uh} 、 u_{vh} 、 u_{wh} は、それぞれU相、V相、W相の高周波電圧、 V は高周波電圧振幅、 ω_h はキャリア角周波数を示している。また、高周波電圧と高周波電流の関係は、次の(1)式で表される。

【数2】

$$\begin{bmatrix} u_{uh} \\ u_{vh} \\ u_{wh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{uu} & L_{uv} & L_{uw} \\ L_{vu} & L_{vv} & L_{vw} \\ L_{wu} & L_{wv} & L_{ww} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{uh} \\ i_{vh} \\ i_{wh} \end{bmatrix} \quad (1)$$

ここで、 i_{uh} 、 i_{vh} 、 i_{wh} は、それぞれU相、V相、W相の高周波電流、 L はインダクタンスを示しており、 L_{uu} 、 L_{vv} 、 L_{ww} は、それぞれU相、V相、W相の自己インダクタンス、その他は相間のインダクタンスを示している。回転子に永久磁石を使用する電動機では、電気的突極を有する(d軸インダクタンスとq軸インダクタンスが異なることを意味する)ので、インダクタンスは磁極位置の情報を含んでいる。

【数3】

$$\begin{aligned} L_{uv} &= -L_{g0}/2 + L_{g2} \cos(2\theta - 2\pi/3) \\ L_{vw} &= -L_{g0}/2 + L_{g2} \cos(2\theta) \\ L_{uw} &= -L_{g0}/2 + L_{g2} \cos(2\theta + 2\pi/3) \\ L_{uu} &= L_s + L_{g0} + L_{g2} \cos(2\theta) \\ L_{vv} &= L_s + L_{g0} + L_{g2} \cos(2\theta + 2\pi/3) \\ L_{ww} &= L_s + L_{g0} + L_{g2} \cos(2\theta - 2\pi/3) \end{aligned}$$

ここで、 L_{g0} はエアギャップ磁束における励磁インダクタンス、 L_s は固定子漏れインダクタンス、 L_{g2} は大きさが角度に依存するインダクタンスを示している。

【0009】(1)式を固定子基準の静止座標系に変換すると、次の(2)式になる。

【数4】

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha b} \\ u_{\beta b} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_0 + L_1 \cos(2\theta) & L_1 \sin(2\theta) \\ L_1 \sin(2\theta) & L_0 - L_1 \cos(2\theta) \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha b} \\ i_{\beta b} \end{bmatrix} \quad (2)$$

ここで、 $L_0 = L_s + 3L_{g0}/2$ 、 $L_1 = 3L_{g2}/2$ で *os (2θ) を導くと、
ある。(2) 式より、磁極位置情報 sin (2θ)、c * 【数 5】

$$\begin{bmatrix} \cos (2\theta) \\ \sin (2\theta) \end{bmatrix} = \frac{1}{L_1 \left[\left(\frac{d}{dt} i_{\alpha h} \right)^2 + \left(\frac{d}{dt} i_{\beta h} \right)^2 \right]} \begin{bmatrix} u_{\alpha h} \frac{d}{dt} i_{\alpha h} - u_{\beta h} \frac{d}{dt} i_{\beta h} - L_0 \left[\left(\frac{d}{dt} i_{\alpha h} \right)^2 - \left(\frac{d}{dt} i_{\beta h} \right)^2 \right] \\ u_{\alpha h} \frac{d}{dt} i_{\beta h} + u_{\beta h} \frac{d}{dt} i_{\alpha h} - 2L_0 \left(\frac{d}{dt} i_{\alpha h} \right) \left(\frac{d}{dt} i_{\beta h} \right) \end{bmatrix} \quad (3)$$

となる。このように高周波電圧と高周波電流を用いて磁極位置を推定することができる。この推定機構をキャリア周波数に同期させ、高周波電流 $i_{\beta h}$ がピークとなる点で電流をサンプルすれば、位相が 90 度離れた $i_{\alpha h}$ ※

※はほぼゼロとなるので (3) 式をさらに次の (4) 式のように簡単に表すことができる。

【数 6】

$$\begin{bmatrix} \cos (2\theta) \\ \sin (2\theta) \end{bmatrix} = \frac{1}{L_1 \left(\frac{d}{dt} i_{\beta h} \right)^2} \begin{bmatrix} -u_{\beta h} \frac{d}{dt} i_{\beta h} + L_0 \left(\frac{d}{dt} i_{\beta h} \right)^2 \\ u_{\alpha h} \frac{d}{dt} i_{\beta h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-u_{\beta h}}{(L_1 \frac{d}{dt} i_{\beta h}) + L_0} \\ \frac{u_{\alpha h}}{(L_1 \frac{d}{dt} i_{\beta h})} \end{bmatrix} \quad (4)$$

この (3) 式、(4) 式より、cos (2θ)、sin (2θ) を求め、その値にもとづき演算器に予め準備した三角関数テーブルから、角度 2θ を払い出し 2 で除算することによって、磁極位置 θ (以下) を検出することができる。また、(3) 式、(4) 式の演算には電流 20 微分値を用いているが、高速時には電流が急変するた ★

★め、磁極位置が振動的になる。そこで、(2) 式から電流微分値を (5) 式のように求め、両辺を積分すると (6) 式になる。

【0010】

【数 7】

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha h} \\ i_{\beta h} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_0^2 - L_1^2} \begin{bmatrix} L_0 - L_1 \cos (2\theta) & -L_1 \sin (2\theta) \\ -L_1 \sin (2\theta) & L_0 + L_1 \cos (2\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{\alpha h} \\ u_{\beta h} \end{bmatrix} \quad (5)$$

【数 8】

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha h} \\ i_{\beta h} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_0^2 - L_1^2} \begin{bmatrix} L_0 - L_1 \cos (2\theta) & -L_1 \sin (2\theta) \\ -L_1 \sin (2\theta) & L_0 + L_1 \cos (2\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \int u_{\alpha h} dt \\ \int u_{\beta h} dt \end{bmatrix} \quad (6)$$

(6) 式より、磁極位置情報 sin (2θ)、cos (2θ) を導くと、 ☆ 【数 9】

☆30

$$\begin{bmatrix} \cos (2\theta) \\ \sin (2\theta) \end{bmatrix} = \frac{1}{L_1 \left(\int u_{\alpha h} dt \right)^2 + \left(\int u_{\beta h} dt \right)^2} \begin{bmatrix} L_0 \left(\int u_{\alpha h} dt \right)^2 - \left(\int u_{\beta h} dt \right)^2 & (L_0^2 - L_1^2) \left(i_{\alpha h} \int u_{\alpha h} dt - i_{\beta h} \int u_{\beta h} dt \right) \\ 2L_0 \int u_{\alpha h} dt \int u_{\beta h} dt & - (L_0^2 - L_1^2) \left(i_{\alpha h} \int u_{\beta h} dt + i_{\beta h} \int u_{\alpha h} dt \right) \end{bmatrix} \quad (7)$$

となる。キャリア周期と電圧サンプリング周期が同期している場合は、電圧積分値は次式のように固定値として扱うこととなる。通常の制御電圧源のインバータであればキャリア周期中は固定値である。

【数 10】

$$\int u_{\alpha h} dt = u_{\alpha h} \Delta t, \quad \int u_{\beta h} dt = u_{\beta h} \Delta t$$

Δt: サンプル時間

ここで、 $u_{\alpha h}$ がピーク電圧のときは $u_{\beta h} = 0$ となるので、この時点で (7) 式から cos (2θ) を計算す

ると、

【数 11】

$$\cos (2\theta) = \frac{L_0}{L_1} - \frac{(L_0^2 - L_1^2)}{L_1} \cdot \frac{i_{\alpha h}|_{\theta=0}}{u_{\alpha h}|_{\theta=0} \cdot \Delta t}$$

【0011】さらに、 $u_{\beta h}$ がピーク電圧のときは $u_{\alpha h} = 0$ となるので、この時点で (7) 式から cos (2θ) を計算すると、

【数 12】

$$\cos (2\theta) = -\frac{L_0}{L_1} + \frac{(L_0^2 - L_1^2)}{L_1} \cdot \frac{i_{\beta h}|_{\theta=90}}{u_{\beta h}|_{\theta=90} \cdot \Delta t} \quad (8)$$

さらに、 $u_{\alpha h} = 0$ の点から θ が 45 度進んだ点では、 $u_{\alpha h} = u_{\beta h}$ となるので、この時点で (7) 式から s

in (2θ) を計算すると、

【数 13】

9

10

$$\sin(2\theta) = \frac{L_0}{L_1} - \frac{(L_0^2 - L_1^2)}{L_1} \cdot \frac{(i_{\alpha h} + i_{\beta h})}{(u_{\alpha h} + u_{\beta h})} \Big|_{\theta=45^\circ} \Delta t \quad (9)$$

さらに、 $u_{\alpha h} = 0$ の点から θ が 135° 進んだ点で * から $\sin(2\theta)$ を計算すると、
は、 $u_{\alpha h} = -u_{\beta h}$ となるので、この時点で (7) 式* 【数 14】

$$\sin(2\theta) = -\frac{L_0}{L_1} + \frac{(L_0^2 - L_1^2)}{L_1} \cdot \frac{(i_{\alpha h} - i_{\beta h})}{(u_{\alpha h} + u_{\beta h})} \Big|_{\theta=135^\circ} \Delta t \quad (10)$$

となり、磁極の位置を検出することができる。しかしながら、この磁極位置検出方法実現のためには、正確に $u_{\alpha h} = 0$ の時点や $u_{\alpha h} = u_{\beta h}$ の時点での高周波電流を検出する必要があり、実用的には難しい技術であった。そこで、本発明は以下のように改良を加えることで、この課題を解決する。

【0012】図 1 は本発明の磁極位置検出の基本原理を示すものである。図 1 (a) に示すように、モータの三相において U 相を α 軸とし、それに 90° 度直交する軸を β 軸とする二相の静止座標系とし、 α 軸から 45° 度移動した軸を α' 軸、それに 90° 度直交する軸を β' 軸とする二相の静止座標系とすると、それぞれの軸におけるインダクタンスは、

α 軸におけるインダクタンスは、

$$L_\alpha = L_0 - L_1 \cos(-2\Delta\theta) = L_0 - L_1 \cos(2\Delta\theta), \quad (15)$$

β 軸におけるインダクタンスは、

$$L_\beta = L_0 + L_1 \cos(-2\Delta\theta) = L_0 + L_1 \cos(2\Delta\theta), \quad (16)$$

α' 軸におけるインダクタンスは、

$$L_{\alpha'} = L_0 + L_1 \sin(-2\Delta\theta) = L_0 - L_1 \sin(2\Delta\theta), \quad (17)$$

β' 軸におけるインダクタンスは、

$$L_{\beta'} = L_0 - L_1 \sin(-2\Delta\theta) = L_0 + L_1 \sin(2\Delta\theta), \quad (18)$$

となり、(15) 式から (16) 式を差し引いて、磁極位置情報のみを抽出し、

【数 17】

$$L_\alpha - L_\beta = -L_1 \cos(2\Delta\theta) \quad (19)$$

同様に (17) 式から (18) 式を差し引いて

【数 18】

$$L_{\alpha'} - L_{\beta'} = -L_1 \sin(2\Delta\theta) \quad (20)$$

が得られ、磁極位置は次の (21) 式で検出できる。

【数 19】

$$\tan(2\Delta\theta) = \frac{L_{\alpha'} - L_{\beta'}}{L_\alpha - L_\beta} \quad (21)$$

ンダクタンスは以下の (11) ~ (14) 式のように表される。

【数 15】

α 軸におけるインダクタンスは、

$$L_\alpha(\theta) = L_0 - L_1 \cos(2\theta) \quad (11)$$

θ 、 θ' 、 θ'' 、 θ''' はそれぞれの α 、 β 、 α' 、 β' 軸をゼロ度とする位相の変数である。この状態は、磁極位置が α 軸に一致していることを示している図 1

(b)。ここで、磁極位置が α 軸から $\Delta\theta$ だけ位相が進んだとすると図 1 (c)、

【数 16】

ここで、具体的にインダクタンスの演算を説明する。

(8) ~ (10) 式において $\theta = \Delta\theta$ として、それぞれ (15) ~ (18) 式に代入すると、

【数 20】

$$L_\alpha = (L_0^2 - L_1^2) \cdot \frac{i_{\alpha h}}{u_{\alpha h} \cdot \Delta t} \quad (22)$$

【数 21】

$$L_\beta = -(L_0^2 - L_1^2) \cdot \frac{i_{\beta h}}{u_{\beta h} \cdot \Delta t} \quad (23)$$

【数 22】

$$L_{\alpha'} = (L_0^2 - L_1^2) \cdot \frac{i_{\alpha' h}}{u_{\alpha' h} \cdot \Delta t} \quad (24)$$

【数23】

$$L_{\beta} = - (L_0^2 - L_1^2) \cdot \frac{i_{\beta h}}{u_{\beta h} \cdot \Delta t} \quad (25)$$

となる。ここで、 $i_{\alpha}^* = (i_{\alpha h} + i_{\beta h}) \mid \theta_{-45^\circ}$ 、 $i_{\beta}^* = (i_{\alpha h} - i_{\beta h}) \mid \theta_{-135^\circ}$ 、 $u_{\alpha}^* = (u_{\alpha h} + u_{\beta h}) \mid \theta_{-45^\circ}$ 、 $u_{\beta}^* = (u_{\alpha h} - u_{\beta h}) \mid \theta_{-135^\circ}$ 、である。キャリア周期中の電圧を固定値として扱えば、各インダクタンスは各座標に変換されたキャリア周波数成分電流のみで計算することができる。すなわち、

【数24】

$$L_{\alpha} \propto |i_{\alpha h}|_{av} \quad (26)$$

$$L_{\beta} \propto |i_{\beta h}|_{av} \quad (27)$$

$$L_{\alpha'} \propto |i_{\alpha' h}|_{av} \quad (28)$$

$$L_{\beta'} \propto |i_{\beta' h}|_{av} \quad (29)$$

ここで、 $| \mid_{av}$ は絶対値を平均化することを示している。従って、(21)式は、

【数25】

$$\tan(2\Delta\theta) = \frac{|i_{\alpha h}|_{av} - |i_{\beta h}|_{av}}{|i_{\alpha' h}|_{av} - |i_{\beta' h}|_{av}} \quad (30)$$

となる。よって、キャリア電流の瞬時値の演算ではなく、ピーク値のみを取り出し平均化することで、従来実用化が困難であった課題を解決することができる。

【0013】

【発明の実施の形態】以下、本発明の実施の形態について、図面を参照し説明する。図1は本発明の実施の形態に係る電動機の磁極位置検出方法の原理説明図である。図2は図1に示す電動機の磁極位置検出装置の制御ブロック図である。図3は図2に示すPWM制御器のブロック図である。図4は図2に示す磁極位置検出器の構成図である。

【0014】図2において、速度制御器1は、速度指令値と速度推定値を比較して偏差がゼロとなるようにq軸電流（トルク電流）指令 i_{qRef} を決定する。q軸電流制御器2は、 i_{qRef} と回転子と同期して回転する座標系10（d-q座標変換器）に変換された電流のうちトルクに比例する電流 i_q とを比較し、偏差がゼロとなるように電圧指令 V_q を決定する。d軸電流制御器4は、 i_{dRef} と回転子と同期して回転する座標系に変換された電流のうち磁極方向に関する電流 i_d とを比較し、偏差がゼロとなるように電圧指令 V_d を決定する。非干渉制御器3は、d軸、q軸間で干渉し合う速度起電力を計算し、電流制御器への影響を打ち消すように制御するものである。電圧振幅および位相演算器5は、電圧指令値 V_d 、 V_q を入力とし、指令電圧ベクトルの振幅および位

相を演算するものである。PWM制御器6は、電圧振幅および位相演算器5で演算された指令電圧ベクトルの振幅および位相を入力とし、インバータスイッチング信号を発生する。7はスイッチング信号によりACモータ8を3相駆動するインバータ主回路である。（以上は、通常のACモータのベクトル制御の部分である）。図2中、本発明の磁極位置検出装置の構成部分は、PWM制御器6のキャリア信号を基に磁極位置検出用の高周波を発生して出力する回路と、3相高周波電流を静止座標変換器9（ α - β 座標変換器）により変換した後、回転座標系（d-q）10に変換する部分、3相高周波電流をBPF11を介して、磁極位置検出器12により θ を推定して磁極位置検出を行って制御基準とし、速度演算器13により速度推定を行っている部分である。

【0015】図3において、図3は任意の高周波を発生するPWM制御器6の詳細図を示している。三相電圧指令演算器6-1は通常のベクトル制御装置で計算される電圧指令ベクトルの振幅と位相角を入力とし、三相の電圧指令値を計算する。一方、駆動周波数とは異なる高周波を発生させるため、キャリア信号発生器6-4で発生する任意の周波数を持つキャリア信号を、フェーズシフタ6-3においてU相基準でV相の位相を角度 $\Delta\theta$ 、W相を $2\Delta\theta$ ずらし、それらをコンプレータ6-2で電圧指令値と比較し、スイッチング信号を発生する。そして、7のインバータ主回路に入力する。（この高周波により磁極位置検出を行う）。図4において、図4は図2に示した磁極位置検出器12の詳細を示す構成図であり、図2に示すBPF11からの3相高周波電流を、座標変換器14で α 軸、 β 軸、 α' 軸、 β' 軸に変換して、電流のピーク値を取り出し、絶対値演算器15とローパスフィルタ16によって平均化処理を行い、磁極位置演算器17により θ を推定する。

【0016】つぎに動作について説明する。まず、図3に示すように、キャリア信号発生器6-4で発生するキャリア信号を、フェーズシフタ6-3によりU相基準でV相の位相を角度 $\Delta\theta$ 、W相を $2\Delta\theta$ ずらして(1)式に示すような磁極位置検出用の高周波 u_{uh} 、 u_{vh} 、 u_{wh} 、を出力する。磁極位置推定は、まず、静止座標変換器9で検出電圧あるいは指令電圧と検出電流をバンドパスフィルタ11で指定された任意の周波数のみ抽出する。図4に示す磁極位置検出器12では、バンドパスフィルタ11から出力される3相高周波電流 i を座標変換器14によって α 軸、 β 軸、 α' 軸、 β' 軸に変換する。次に座標変換器14の出力（ $i_{\alpha h}$ 、 $i_{\beta h}$ 、 $i_{\alpha' h}$ 、 $i_{\beta' h}$ ）からそれぞれのピーク値を平均化する処理を絶対値演算器15で実施する。ローパスフィルタ16では絶対値演算器15の出力をより滑らかにする効果があるが、絶対値処理でのピーク値のサンプル数が多い場合は省略してもよい。ローパスフィルタ16からの出力、 $|i_{\alpha h}|_{av}$ 、 $|i_{\beta h}|_{av}$ 、 $|i_{\alpha' h}|_{av}$ 、 $|i_{\beta' h}|_{av}$ 、

$i_{\beta} \sim i_{\alpha}$ は、前記(26)式～(29)式のように各軸のインダクタンスに比例するものであり、次の磁極位置演算器17では(30)式の演算を実施して得られる $\Delta\theta$ から磁極位置を計算して出力する。したがって、インダクタンスを計算することなく電流値のみで容易に磁極位置を検出することが可能である。また、平均化処理の付加によって電流のサンプルタイミングがずれたとしても、その影響による誤差はほとんど無くなることが確認できている。このようにして、磁極位置を検出できたら、速度演算器13により速度推定値 ω を推定して ω_{ref} との偏差を速度制御器1により調整し、q軸電流分 i_{qref} を出力する。q軸電流制御器2では、3相高周波電流を静止座標変換器9で $\alpha-\beta$ 軸変換し、d-q軸変換器10によりd軸基準に変換して高周波電流に同期したベクトル制御による電流 i_q と、 i_{qref} を比較した電圧指令 V_q を出力し、 θ 値の調整を行って、検出磁極位置に基づく電動機制御が実施できる。

【0017】

【発明の効果】以上説明したように、本発明によれば、4つの座標軸上のインダクタンスを各座標に変換されたキャリア周波数成分電流のみで計算することができ、各演算をキャリア周波数成分電流の瞬時値ではなく、ピーク値のみを取り出した平均値で演算することによって、電流検出のタイミングと位置演算の同期が複雑で、従来実用化が困難であった課題を容易に解決することができる効果がある。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の電動機の磁極位置検出方法の原理の説

明図である。

【図2】図1に示す電動機の磁極位置検出装置の制御ブロック図である。

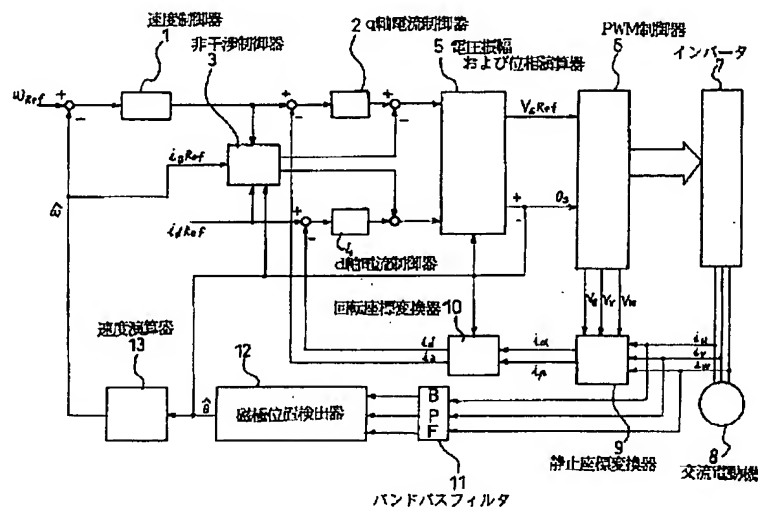
【図3】図2に示すPWM制御器のブロック図である。

【図4】図2に示す磁極位置検出器の構成を示す図である。

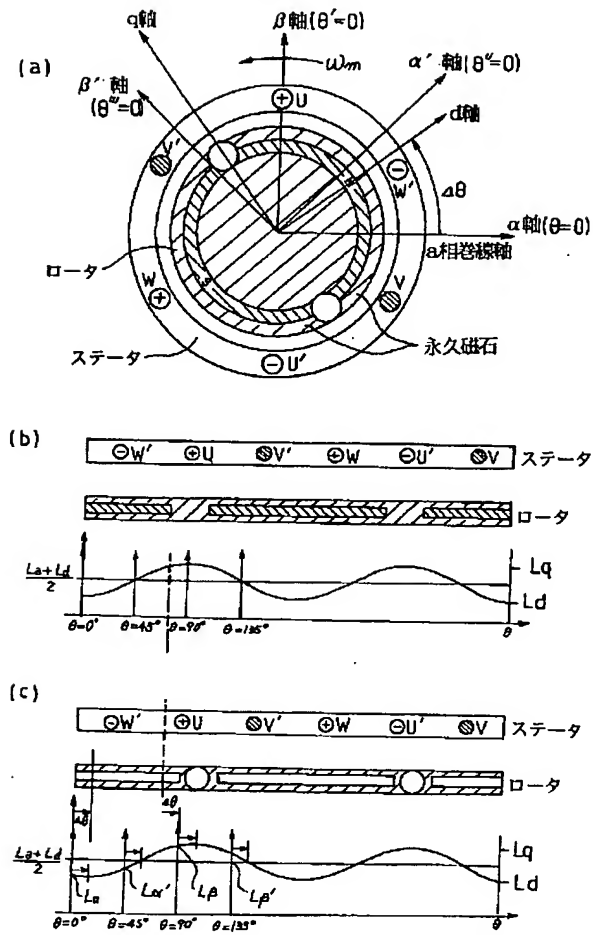
【符号の説明】

- 1 速度制御器
- 2 q軸電流制御器
- 3 非干渉制御器
- 4 d軸電流制御器
- 5 電圧振幅および位相演算器
- 6 PWM制御器
- 6-1 三相電圧指令演算器
- 6-2 コンパレータ
- 6-3 フェーズシフタ
- 6-4 キャリア信号発生器
- 7 インバータ主回路
- 8 交流電動機
- 9 静止座標変換器
- 10 回転座標変換器
- 11 バンドパスフィルタ
- 12 磁極位置検出器
- 13 速度演算器
- 14 座標変換器
- 15 絶対値演算器
- 16 ローパスフィルタ
- 17 磁極位置演算器

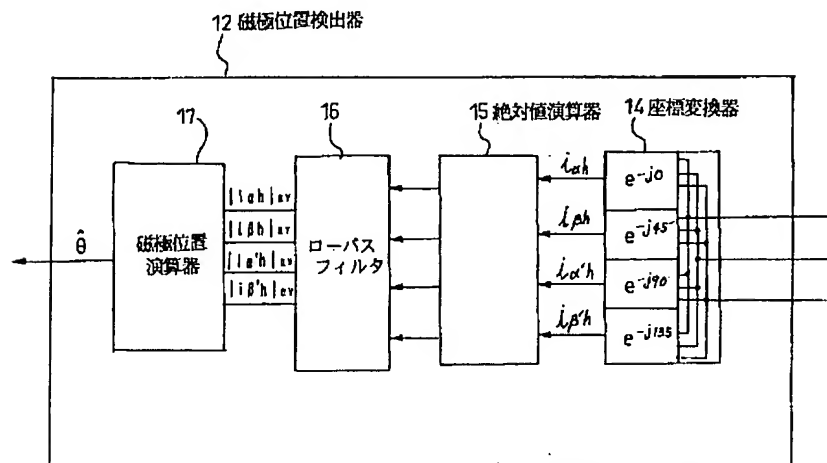
【図2】



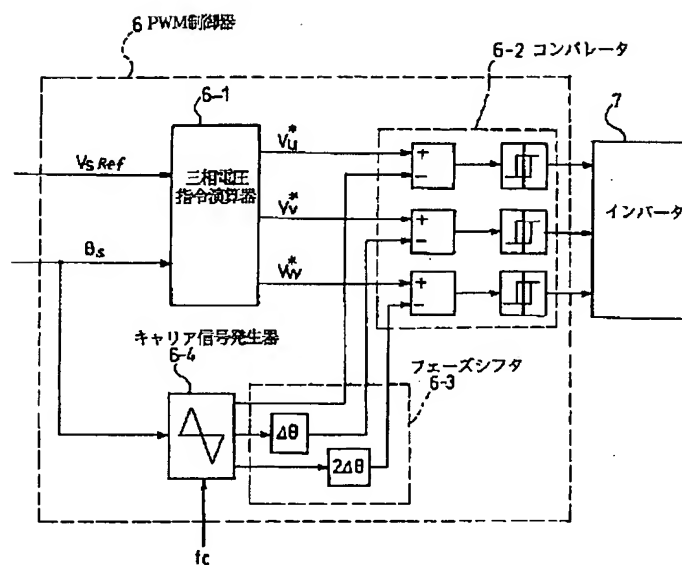
【図 1】



【図4】



【図3】



フロントページの続き

(72)発明者 沢村 光次郎

福岡県北九州市八幡西区黒崎城石2番1号
株式会社安川電機内

Fターム(参考) 5H560 BB04 BB12 DA14 DB20 DC12
EB01 RR10 XA02 XA12 XA13
5H576 BB10 DD02 DD07 EE01 EE11
GG01 GG02 GG04 HB02 LL12
LL22 LL41

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ **BLACK BORDERS**
- ☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- ☐ **FADED TEXT OR DRAWING**
- ☐ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- ☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**
- ☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- ☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**
- ☐ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- ☐ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- ☐ **OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.